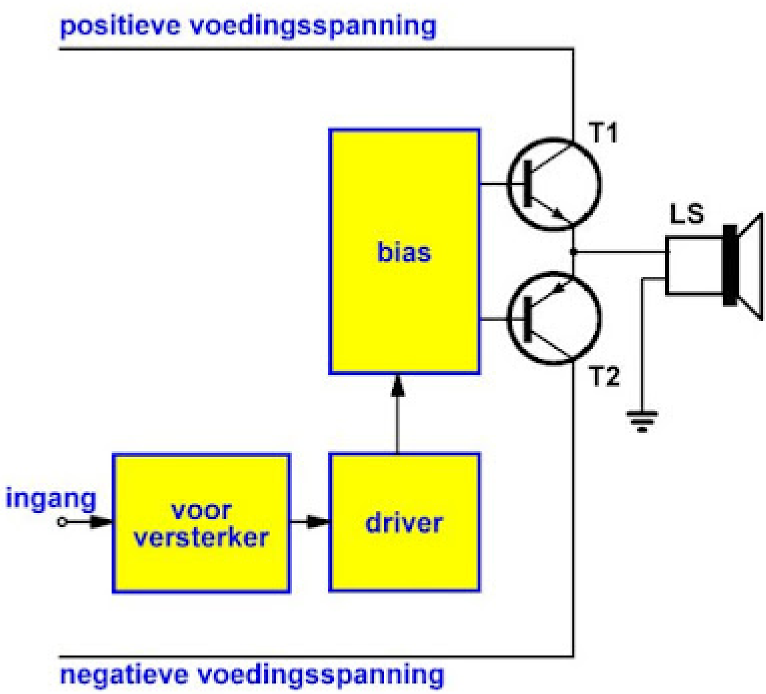
LF eindversterkers

Audio eindversterkers zijn een interessant onderwerp voor zelfbouw. De schakelingen zijn niet al te complex en gemakkelijk na te bouwen. In dit artikel worden diverse basisconcepten voor het ontwerpen van goede LF eindversterkers besproken.

Auteur: Jos Verstraten, Landgraaf, Nederland
Email: josverstraten@live.nl
Publicatiedatum: 28-08-2017

Basisprincipes van LF eindversterkers

Het blokschema van een LF eindversterker
Een LF eindversterker is steeds samengesteld volgens het principe geschetst in onderstaande figuur. De laatste trap bestaat uit de combinatie van twee transistoren T1 en T2. Bij vermogens boven 10 W moet u steeds een cascadeschakeling van twee transistoren toepassen. De driver is anders niet in staat de noodzakelijke grote basisstroom te leveren. Een biasschakeling stelt de eindtrap op de gekozen ruststroom in. De driver stuurt het LF-signaal in de basissen van de eindtransistoren. De voorversterker, tenslotte, geeft de schakeling de gewenste ingangsgevoeligheid. Bij veel eindversterkers bedraagt deze 1 $V_{effectief}$. Opgemerkt kan worden, dat de officiële gevoeligheid op 0,775 $V_{effectief}$ genormaliseerd is.



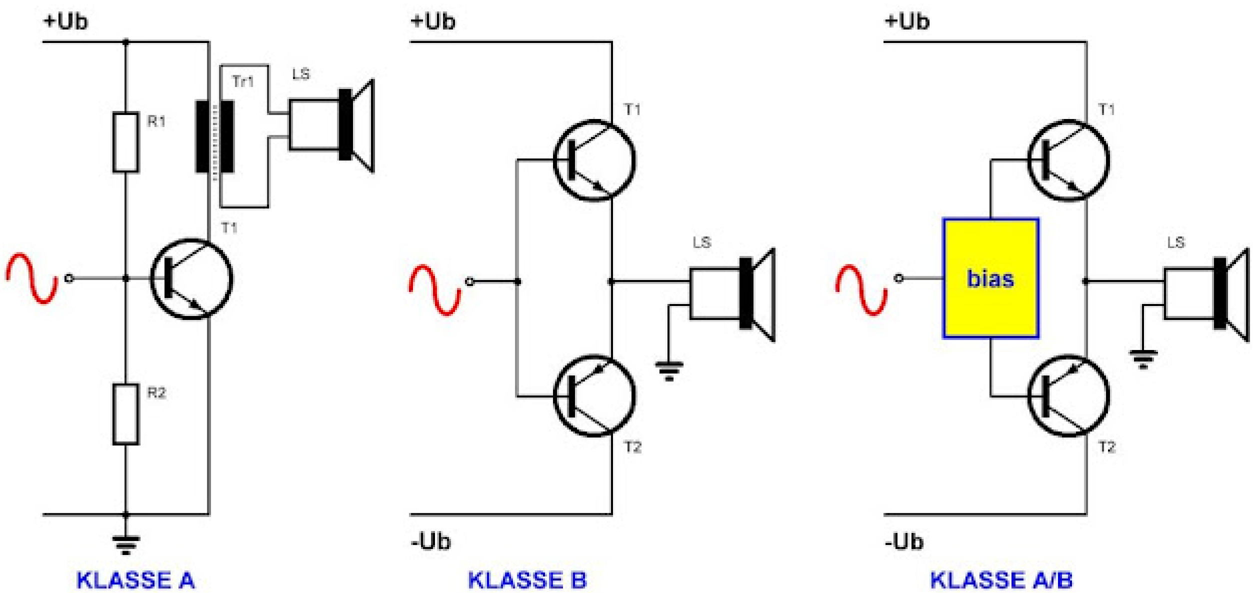
Het fundamenteelste blokschema van een LF eindversterker. (© 2017 Jos Verstraten)

De instelling van de eindtrap

Klasse A
In principe zou u de eindtrap in klasse A kunnen instellen. Bij dit systeem, zie onderstaande figuur links, geleidt de transistor gedurende de gehele signaalperiode. Nadeel is dat de ruststroom gelijk moet zijn aan de helft van de maximale stroom. Het zal duidelijk zijn dat dit bij vermogensversterkers praktisch niet realiseerbaar is, om verder nog te zwijgen over de aanpassingsmoeilijkheden tussen transistor en luidspreker én het lage rendement.

Klasse B
Sommige eindtrappen worden in klasse B ingesteld, zie onderstaande figuur midden. Tegenwoordig gebruikt men enkel nog complementaire of semicomplementaire configuraties met als algemene kenmerken het gebruik van NPN/PNP-combinaties en sturing in fase. Voor de ene halve periode geleidt de bovenste transistor en is de onderste gesperd, voor de tweede halve periode spert de bovenste transistor en geleidt de onderste. De B-instelling heeft het nadeel dat bij kleine signalen overnamevervorming (crossover) gaat optreden.

Klasse AB
In de praktijk kiest men daarom voor een instelling, waar dit probleem wordt omzeild door een kleine ruststroom door de eindtransistoren te sturen. Dit wordt de AB-instelling genoemd, zie onderstaande figuur rechts. Het is de bias in de eerste illustratie die zorgt voor het instellen van deze ruststroom.



Het instellen van de eindtrap in klasse A, B of A/B. (© 2017 Jos Verstraten)

Koppeling van de luidspreker

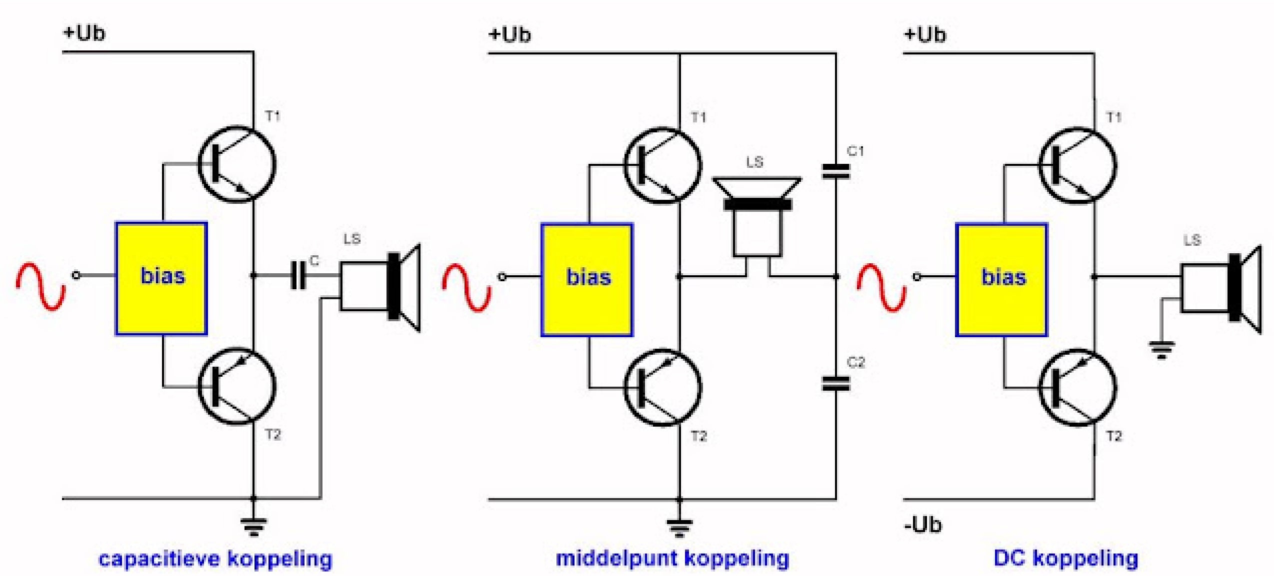
Koppeling met de belasting
Bij de B- of AB-instelling moet u de luidspreker verbinden met het middelpunt van de eindtrap. Nu zal het duidelijk zijn dat dit punt op de helft van de voedingsspanning ingesteld moet worden, wilt u de eindtrap volledig kunnen uitsturen. Deze gelijkspanningsinstelling mag niet beïnvloed worden door de lage gelijkstroomweerstand van de luidspreker. Drie oplossingen zijn mogelijk: capacitieve koppeling, middelpunt koppeling en DC koppeling.

Capacitieve koppeling
Bij deze koppeling moet u de luidspreker via een grote elco met het versterkermiddelpunt verbinden, zie links in onderstaande figuur. Dit systeem heeft het voordeel dat de versterker slechts één positieve voedingsspanning +Ub nodig heeft. Toch heeft deze schakeling een paar grote nadelen. Ten eerste vloeit de totale luidsprekerstroom door de condensator. Dit

onderdeel moet dus van zeer goede kwaliteit zijn en in staat om de dissipatie, veroorzaakt door de stroom, te verwerken. Tweede nadeel is dat de impedantie van de condensator bij lage frequenties niet te verwaarlozen is. Er vormt zich een spanningsdeler C/LS, waardoor de weergave van de lage frequenties wordt verzwakt. Dit verschijnsel kunt u niet volledig door de terugkoppeling opvangen. Het grootste bezwaar van deze schakeling is echter dat de condensator vooral bij de lage frequenties faseverschuivingen veroorzaakt in het terugkoppelingspad. Hierdoor gaat bij lage frequenties de vervorming sterk toenemen. Enig voordeel is de economische opbouw, reden waarom u deze schakeling in de meeste goedkope commerciële versterkers zult aantreffen.

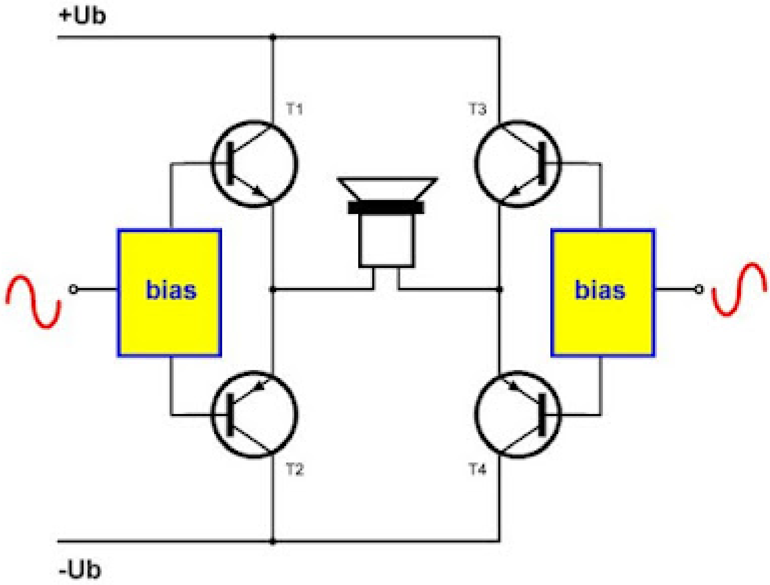
Middelpunt koppeling
In het middelste schema is een variant getekend. De twee condensatoren moeten dezelfde waarde hebben, maar kunnen wel de helft kleiner zijn als de ene condensator in het linker schema. Bovendien kunt u de combinatie C1 + C2 gebruiken als afvlakelco voor de voedingsspanning.

DC koppeling
Het ideaal is getekend in het rechter schema. De luidspreker is rechtstreeks gekoppeld met de eindtrap. Nadeel is dat de versterker twee symmetrische voedingsspanningen vraagt. Dit systeem stelt wel zeer hoge eisen aan de gelijkspanningsstabiliteit van de versterker. Iedere gelijkspanning op het knooppunt van de twee eindtransistoren, hoe klein ook, zal een zeer grote stroom door de spoel van de luidspreker veroorzaken. In het ongunstigste geval zal de spreekspoel van de luidspreker hierdoor doorbranden.



Het koppelen van de eindtrap aan uw luidspreker. (© 2017 Jos Verstraten)

De brugschakeling
In onderstaande figuur is een moderne koppeling tussen luidspreker en eindversterker voorgesteld. Bij deze brugschakeling zit de luidspreker tussen twee identieke, maar symmetrische complementaire eindtrappen. Het grote voordeel van deze configuratie is dat er een maximaal vermogen uit de beschikbare voedingsspanning naar de luidspreker wordt gestuurd. Vandaar dat u deze brugschakeling voornamelijk aantreft bij eindversterkers die met een lage spanning worden gevoed, zoals versterkers voor auto's die het met 12 V voeding moeten stellen. Nadeel is dat u de twee eindtrappen met signalen moet sturen die in tegenfase zijn. Als het signaal aan de ene ingang stijgt, dan moet het signaal aan de tweede ingang dalen. U moet dus een extra trap tussenvoegen, die het signaal 180 graden in fase draait.



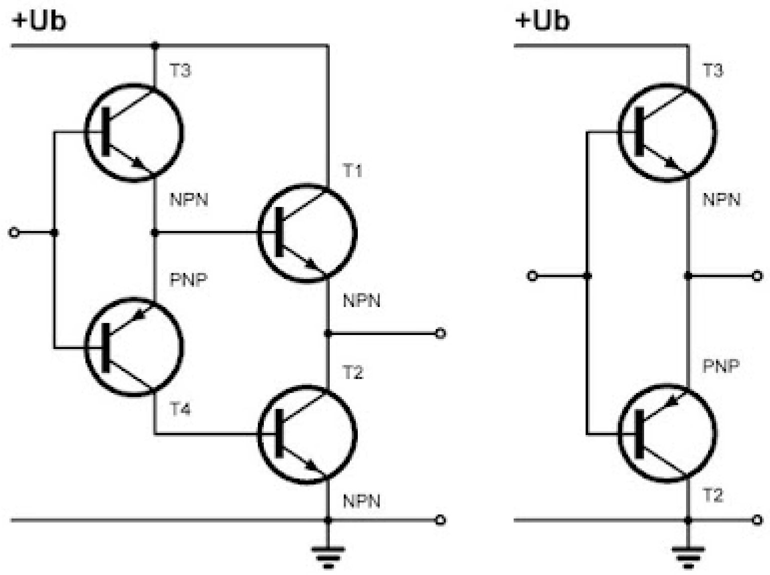
Het principeschema van een brugversterker. (© 2017 Jos Verstraten)

De AB-instelling

Verschillende soorten van AB-instelling
In principe bestaan er vier mogelijkheden om een eindtrap in AB-instelling te configureren: quasi-complementaire eindtrap, Si/Ge-combinatie, silicium complementaire trappen en een NPN/PNP-combinatie.

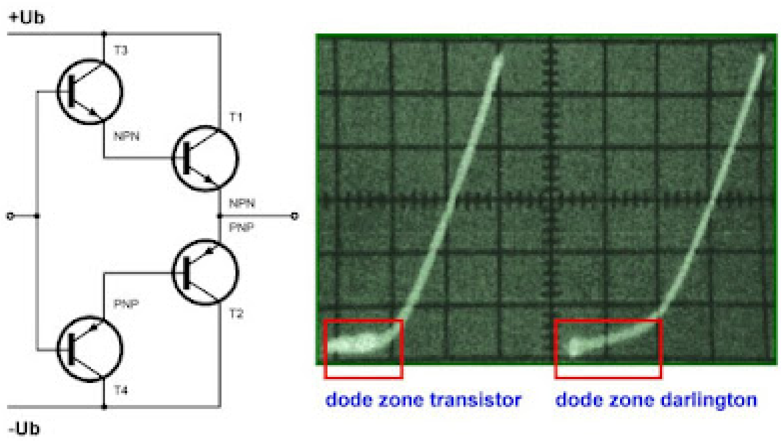
De quasi-complementaire eindtrap
De quasi-complementaire eindtrap van onderstaande figuur links stamt uit het germanium tijdperk. Hij kenmerkt zich door het gebruik van transistoren met dezelfde polariteit in de eindtrap (T1-T2). Bij germanium is dit PNP, bij silicium NPN. Deze keuze is gebaseerd op het feit dat halfgeleiders van de andere polariteit bij de verschillende grondstoffen duurder zijn. De stuurtrap (T3-T4) is wél complementair. Dit systeem heeft als nadeel dat het ingangssignaal verschillende impedanties ziet bij de negatieve en positieve halve sinus van het stuursignaal. Bij de positieve halve sinus bevinden zich twee basis/emitter-overgangen tussen in- en uitgang, bij de negatieve slechts één. Door deze ongelijkmatige belasting kunnen signaalvervormingen ontstaan.

De Si/Ge-combinatie
Een voor de hand liggende oplossing is gegeven in het rechter schema. U combineert een goedkope NPN silicium transistor met een goedkope PNP germanium transistor en hebt een volwaardige complementaire eindtrap. Helaas heeft deze combinatie zwakke punten. Ten eerste hebben de transistoren een verschillende U_{be} (0,3 V voor Ge, 0,7 V voor Si), waardoor de sturing weer niet symmetrisch is. Ten tweede zijn de temperatuurkarakteristieken van de halfgeleiders niet gelijk, waardoor het denkbaar wordt dat de versterker onder extreem zware werkingscondities op hol slaat.



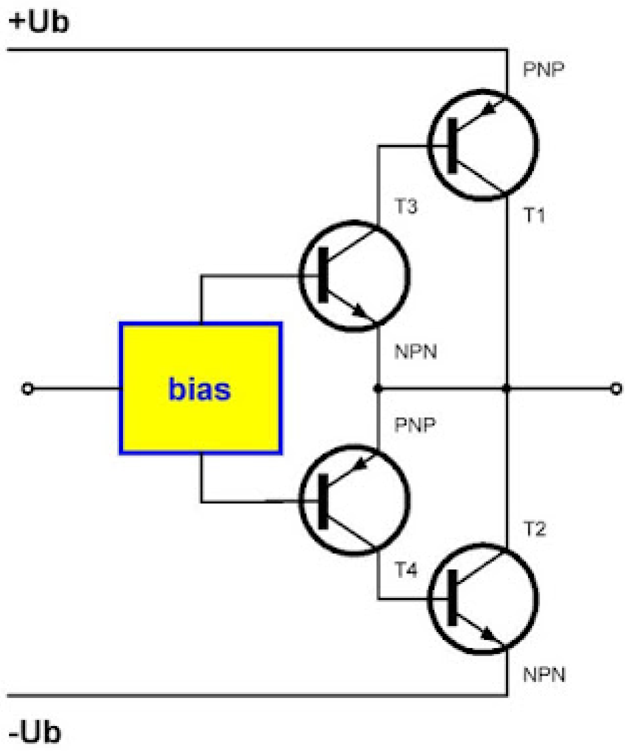
De quasi-complementaire en de Si/Ge-combinatie. (© 2017 Jos Verstraten)

De silicium complementaire trappen
Om al deze redenen wordt in de moderne versterkertechnologie de voorkeur gegeven aan silicium complementaire trappen. In onderstaande figuur is de gebruikelijke darlington-configuratie getekend. De eindtransistoren T1 en T2 worden gestuurd door gelijksoortige middelvermogen halfgeleiders T3 en T4. Tussen in- en uitgang staan steeds twee basis/emitter-overgangen. De transistoren zijn als emittervolger geschakeld. Het nadeel van dit systeem is dat de dode zone bij een darlington groter is dan bij een enkele transistor, maar dat bovendien de geleidingsknik minder scherp is en de helling van de karakteristiek enigszins groter. Al met al een heleboel nare eigenschappen, die de darlington van de ereplaats op het podium weerhoudt.



De silicium complementaire eindtrap. (© 2017 Jos Verstraten)

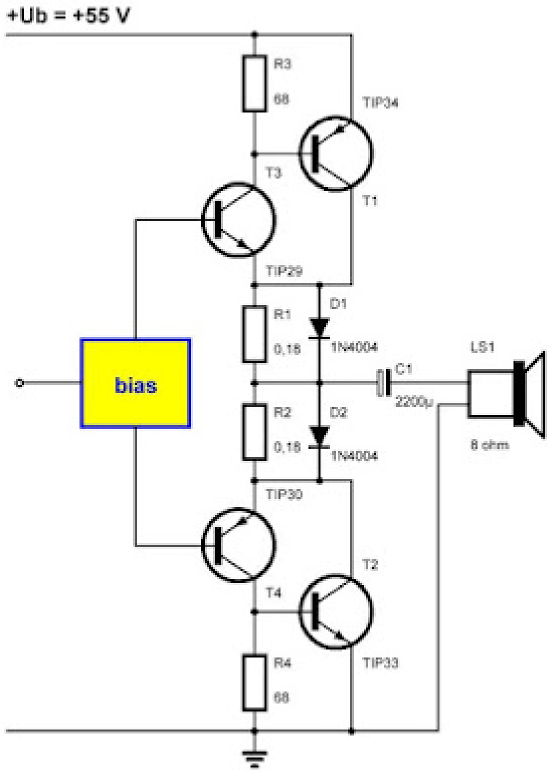
De NPN/PNP-combinatie
In onderstaande figuur ziet u de beste eindtrap die u kunt ontwerpen. Iedere helft is samengesteld uit een NPN-PNP combinatie. Deze schakeling kenmerkt zich door een grote open lus versterking. De versterkingsfactoren van beide halfgeleiders worden vermenigvuldigd. Door een interne terugkoppeling is de reële spanningsversterking echter gelijk aan een. Door deze grote terugkoppeling wordt de lineaire werking bij kleine ingangssignalen bevorderd.



De NPN/PNP-combinatie staat garant voor de beste kwaliteit. (© 2017 Jos Verstraten)

Een praktisch voorbeeld van een eindtrap

Een schema van Texas Instruments
Het onderstaand schema geeft u een idee van de manier waarop de NPN/PNP-combinatie in de praktijk wordt gebracht. In dit geval gaat het over een schema dat door Texas Instruments is ontworpen als toepassing voor zijn vermogenstransistoren van de TIP-serie. De schakeling kan 35 W leveren aan een luidspreker met een impedantie van 8 Ω. De weerstanden R1 en R2 hebben een dubbele functie. Ze stabiliseren de ruststroom: stel dat door temperatuurstijging de stroom door T1 toeneemt. De grotere spanningsval over R1 vermindert de U_{be} van T3, waardoor de combinatie T3-T1 minder gaat geleiden. Op wisselstroomgebied compenseert deze weerstandstegenkoppeling de niet lineaire karakteristieken van de transistoren. Vooral bij hoogvermogenversterking worden soms Si-dioden over beide weerstanden geschakeld. Op deze manier kan de signaalspanningsval over de weerstanden tot 0,7 V beperkt worden, waardoor het vermogen toeneemt. De weerstanden R3 en R4 rekenen af met de zogenaamde secundaire crossover vervorming. Als het uitgangssignaal negatief wordt, gaan de transistoren T3 en T1 sperren. Zonder weerstand R3 kan de in de basis van T1 aanwezige lading niet afvloeien. Het gevolg is dat de transistor langer blijft geleiden dan 180 graden van één periode. Omdat hetzelfde geldt voor T2, ontstaan pieken op de uitgangsspanning bij de nuldoorgang. De weerstanden R3 en R4 vormen een geleidingspad voor de in de basis opgeslagen ladingsdragers, zodat de transistoren op tijd sperren en in geleiding komen. Een bijkomend voordeel is dat de dissipatie in de eindtransistoren vermindert en de HF-weergave verbetert.

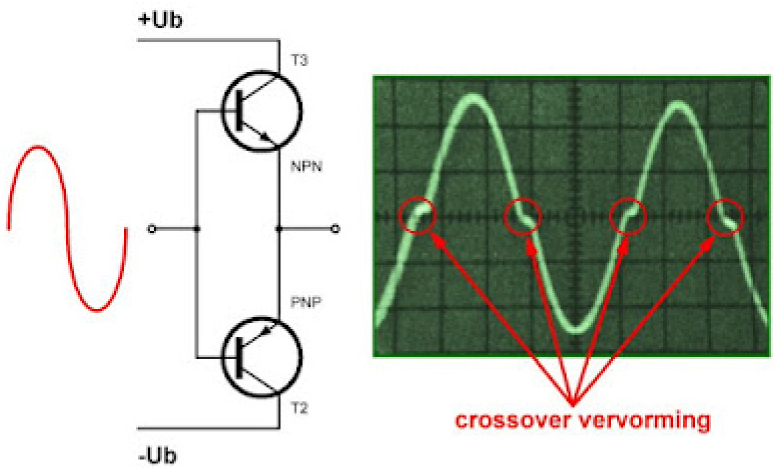


Een praktisch voorbeeld van een goede eindtrap die 35 W vermogen kan leveren.
(© 2017 Jos Verstraten)

De bias van de eindtrap

De dode zone van een transistor

Iedere transistor heeft een dode zone die bij silicium 0,7 V groot is. Als het spanningsverschil tussen basis en emitter kleiner is dan deze waarde zal de transistor helemaal niets doen. Als u twee transistoren opneemt in een NPN/PNP-combinatie en aan de gezamenlijke basissen een sinus aanlegt, dan zal het uitgangssignaal rond de nul flink vervormen als gevolg van de twee dode zones van de halfgeleiders. Dat ziet u heel mooi in het oscillogram in de volgende figuur. De oplossing is een bepaalde ruststroom door de transistoren sturen, zodat de halfgeleiders steeds geleiden en de dode zones worden opgeheven. U moet deze ruststroom zo groot maken dat de eindtransistoren in rust boven de knie in hun karakteristiek zijn ingesteld. Het instellen van een ruststroom door de eindtrappen noemt men de bias van de versterker.

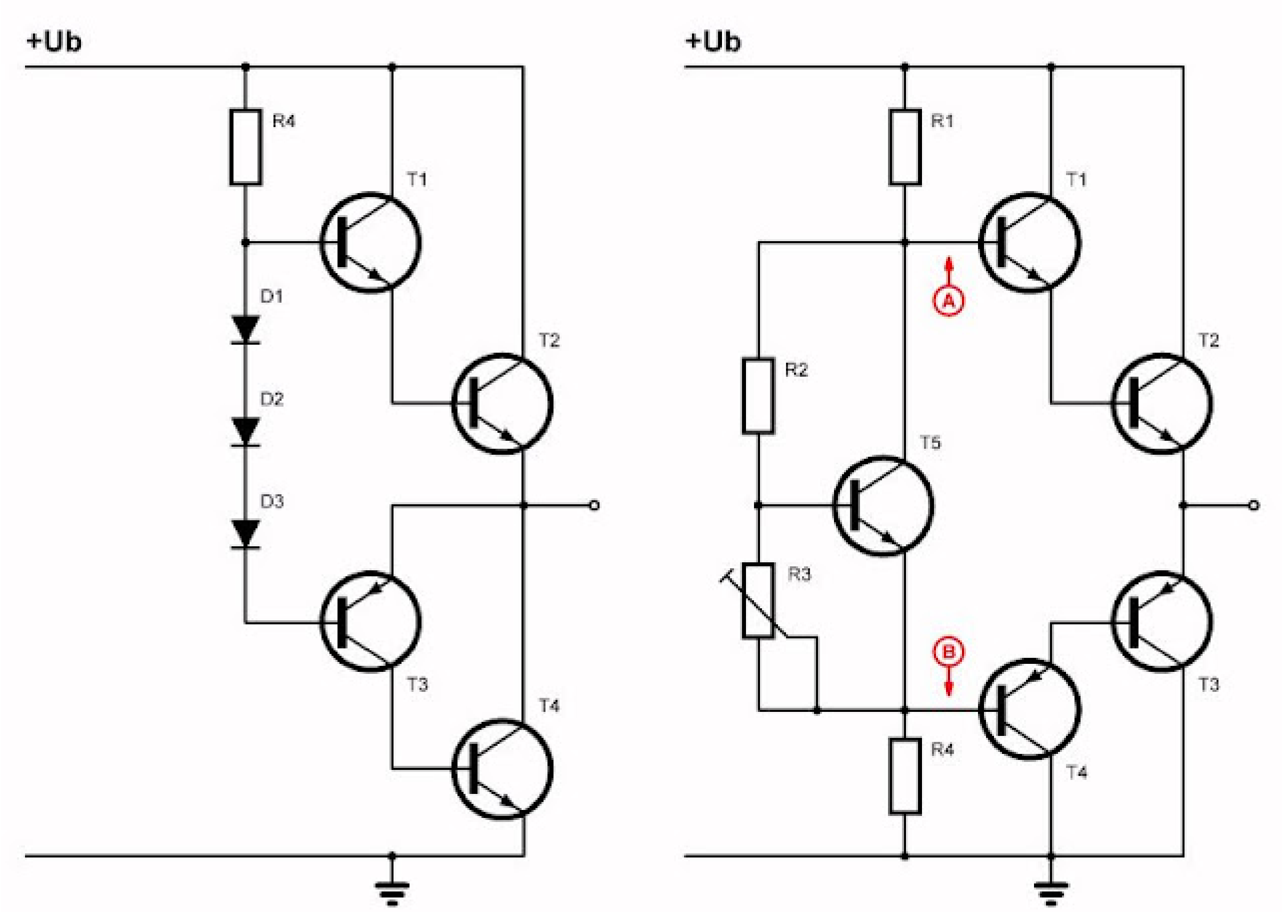


Hoe een eindtrap zonder bias reageert op een onvervormde sinusspanning.
(© 2017 Jos Verstraten)

Crossover vervorming
De vervorming die u in het bovenstaande oscillogram ziet is zo typisch voor eindversterkers dat men er zelfs een eigen naam aan heeft gegeven: crossover vervorming. Audiofielen die zweren bij buizenversterkers beweren dat deze vervorming, die alleen bij transistorversterkers voorkomt, de voornaamste reden is waarom het geluid van een halfgeleiderversterker niet te vergelijken is met het geluid dat een buizenversterker produceert. Het is uw taak als ontwerper om deze crossover vervorming zo klein mogelijk te maken.

Methode 1: bias met Si-dioden
De methode van het linker schema in onderstaande figuur maakt gebruik van in voorwaartse richting gepolariseerde siliciumdioden. Over iedere diode valt ongeveer 0,7 V. Er zijn net zoveel dioden nodig, als er B/E-overgangen tussen in- en uitgang staan. Het nadeel schuilt in het woordje 'ongeveer' in de vorige zin. Iedere transistor en iedere diode heeft een eigen U_{be}, die weliswaar rond 0,7 V ligt, maar toch niet identiek is aan de spanning van de overige in de schakeling gebruikte halfgeleiders. Gevolg is dat er kleine misaanpassingen kunnen ontstaan, waardoor de ruststroom net iets te groot of te klein wordt voor minimale crossover vervorming.

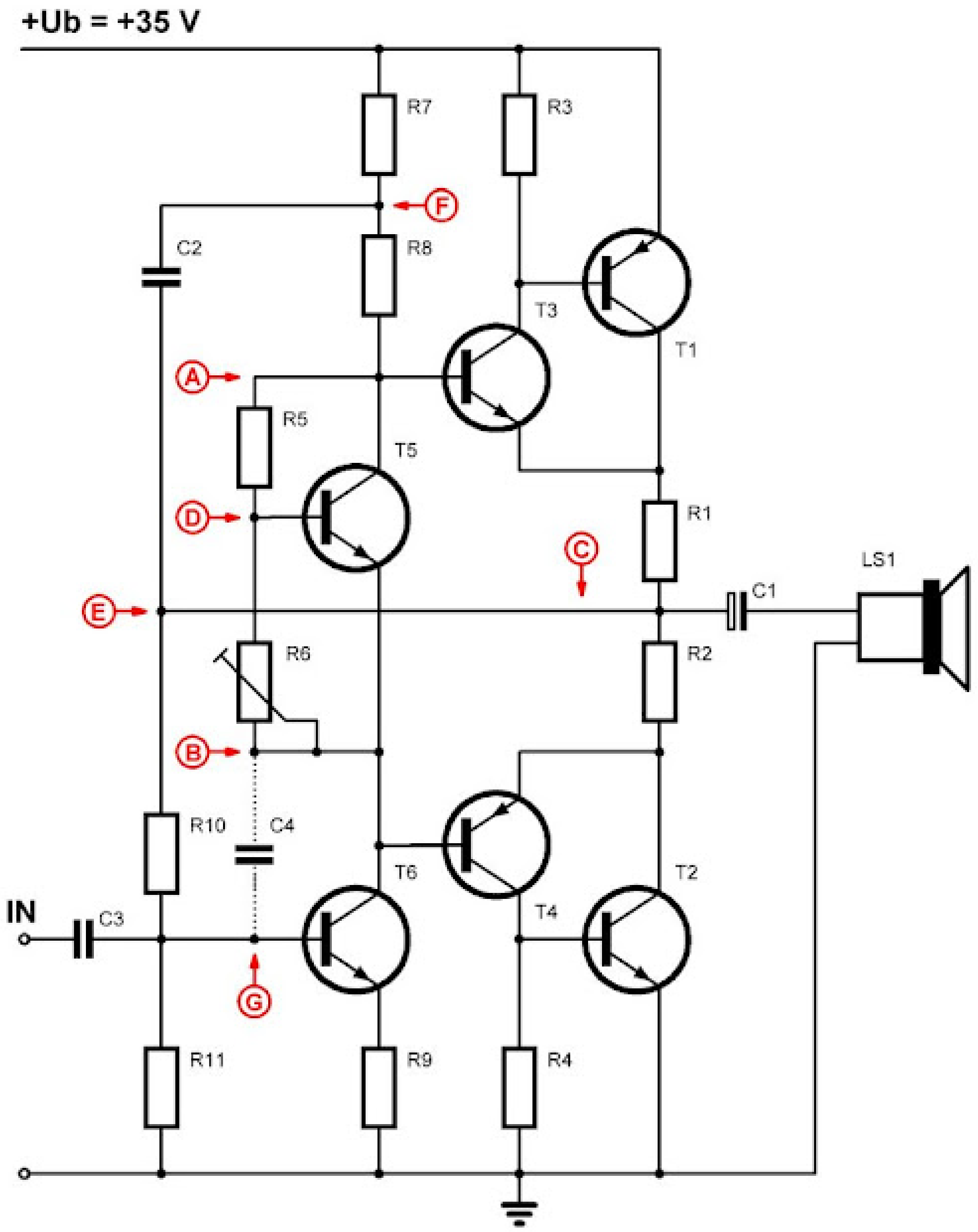
Methode 2: instelbare bias met transistor
Een veel betere methode is geschetst in het rechter schema. U kunt de collectorstroom van transistor T5 over een breed bereik instellen door middel van een basisspanningsdeler R2-R3. U kunt dus de spanning tussen de punten A en B, die de bias van de eindtrap verzorgt, van versterker tot versterker individueel afregelen op minimale cross-over vervorming.



Schakeling die u kunt gebruiken voor het instellen van de bias. (© 2017 Jos Verstraten)

De driver en voorversterker trappen

Een standaard schakeling
Als u versterkerschema's bestudeert zult u vaststellen dat bij de driver trap niet veel variaties worden gebruikt. Het onderstaande schema wordt algemeen toegepast. De drivertransistor T6 is in klasse A ingesteld door middel van een basisweerstandsdeler R10-R11. Er is niets op tegen om deze spanningsdeler te voeden uit de voedingsspanning $+U_b$. Meestal wordt deze deler evenwel aangesloten op het middelpunt (E-C) van de versterker. Er ontstaat dan een terugkoppeling C-E-G. Op gelijkspanningsgebied verzorgt deze terugkoppeling de stabilisatie van de eindtrap. Als de spanning op punt C om de een of andere reden zou stijgen, zal eveneens de spanning op de basis van T6 toenemen. Deze transistor geleidt meer, waardoor de spanning op punt A daalt. De combinatie T3-T1 geleidt minder, waardoor de spanning op C daalt. Op wisselspanningsgebied draagt de tegenkoppeling bij aan een linearisering van de werking, zodat de vervorming daalt. Uiteraard zal hierdoor de versterking afnemen.



De standaardschakeling van de driver. (© 2017 Jos Verstraten)

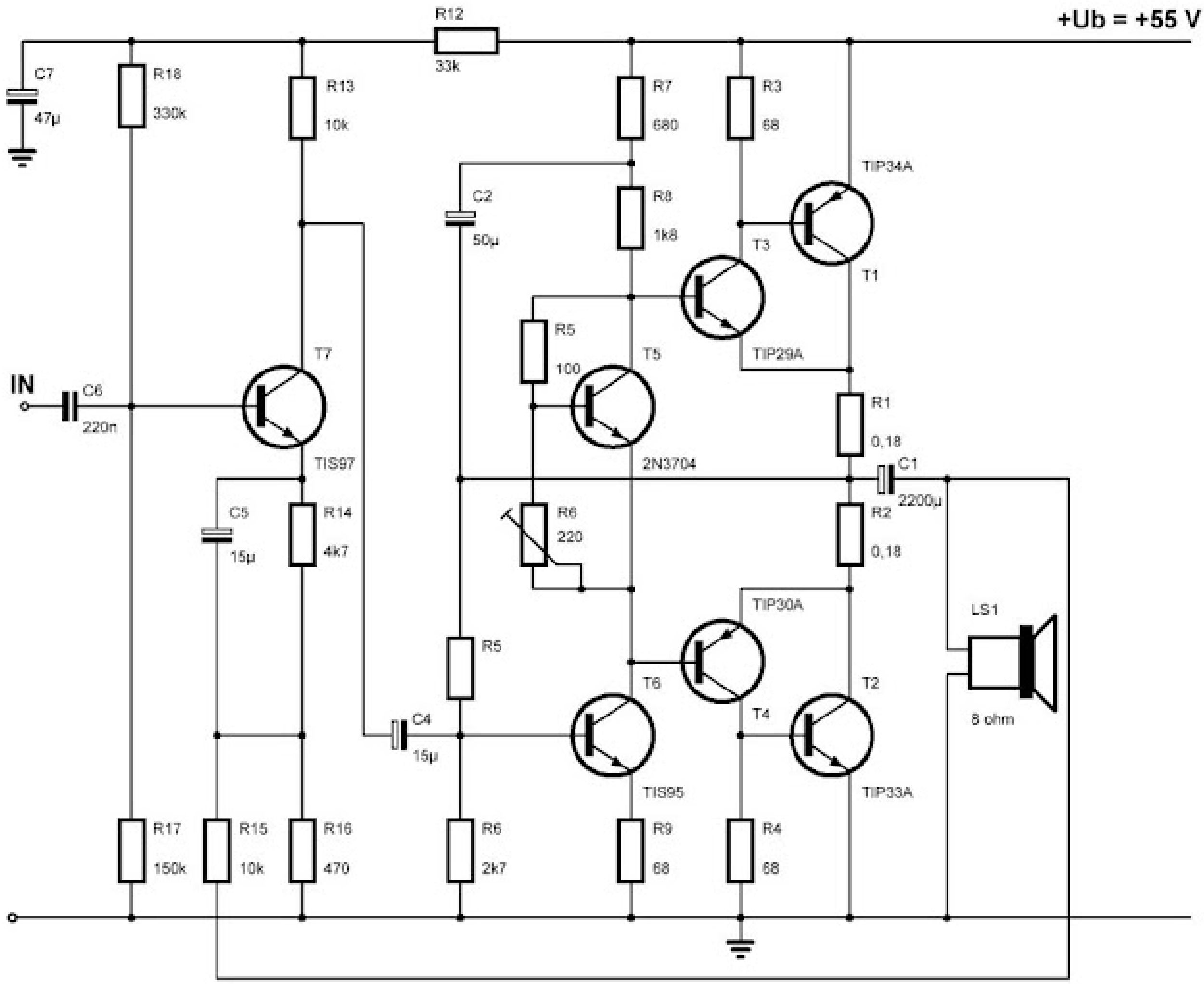
Bootstrapping
Condensator C2 in dit schema is een zeer belangrijk onderdeel. Stel dat de versterker maximaal positief wordt uitgestuurd. De spanning op punt C zal dan zeer dicht bij de voedingsspanning liggen. Punt A moet deze spanning volgen. Het zal duidelijk zijn dat de spanningsreserve over R7 en R8 in deze situatie zeer klein is. Gevolg is dat transistor T3 niet volledig uitgestuurd kan worden, waardoor de versterker gaat begrenzen. Door condensator

C2 wordt de spanning op punt F evenwel groter dan de voedingsspanning, zodat er genoeg spanning over R8 ontstaat om de transistoren uit te sturen.
Momenteel is $U_F = U_C + U_{C2}$. De spanning over de condensator wordt dus opgeteld bij de spanning op punt C, zodat het inderdaad zo is dat punt F tijdelijk op een spanning komt te staan die hoger is dan de voedingsspanning. Als voor C2 een grote elco gekozen wordt, zal de volledige uitsturing van de bovenste helft van de eindtrap eveneens voor lage frequenties verzekerd blijven.
Dit opvoeren van de spanning in een punt van de schakeling boven de voedingsspanning staat bekend onder de naam 'bootstrapping', reden waarom condensator C2 de bootstrapcondensator wordt genoemd. Uit het verloop van de kring C-E-F volgt dat C2 eveneens voor een wisselspanningsmeekoppeling zorgt, waarvan de grootte wordt bepaald door de waarde van de weerstanden R7 en R8. Meestal worden deze onderdelen zo gekozen, dat het versterkingsverlies door de tegenkoppeling C-E-G door de meekoppeling C-E-F wordt gecompenseerd.

Hoogfrequent oversturing
Bij sommige ontwerpen treft u een kleine condensator C4 aan tussen de basis en de collector van T6. Dit onderdeeltje beschermt de versterker tegen vernieling bij hoogfrequent oversturing. Onder deze omstandigheden kan het namelijk voorkomen dat T1 nog in geleiding is als T2 met geleiden begint, dit door de traagheid waarmee de ladingsdragers van de basis van T1 afvloeien. Gevolg is dat er een zeer grote stroom door de eindtrap vloeit, waardoor de halfgeleiders veel te warm worden. Condensator C4 begrenst de versterking voor de hoge frequenties op een veilige waarde.

Een complete versterker

Het basisschema aangevuld
In onderstaande figuur ziet u het volledig schema van de eerder genoemde versterker van Texas Instruments. Transistor T7 is een normaal ingestelde signaaltransistor. Bij deze versterker is de voorversterker, via condensator C4, wisselspanningsgekoppeld met de rest van de schakeling. Soms is ook deze verbinding galvanisch, zodat de gehele versterker gelijkspanningsgekoppeld is.



Het complete schema van een volwaardige 35 W LF eindversterker. (© 2017 Jos Verstraten)

De versterking
De totale versterking van de schakeling wordt bepaald door de signaaltegenkoppeling via R15 en R16. Met de keuze van deze onderdelen moet u een compromis zoeken tussen 'kleine vervorming - lage gevoeligheid' en 'grote vervorming - hoge gevoeligheid'. U kunt, binnen redelijke grenzen, met de waarde van deze twee weerstanden spelen.

Ontkoppelen van de voedingsspanning
U kunt opmerken dat er in de +55 V voedingslijn nu opeens een weerstand R12 van 33 kΩ is opgenomen. Deze weerstand zorgt, samen met de condensator C7, voor een extra afvlakking van de voedingsspanning van de eerste, meest gevoelige trap rond T7.

Kortsluitbeveiliging van LF eindversterkers

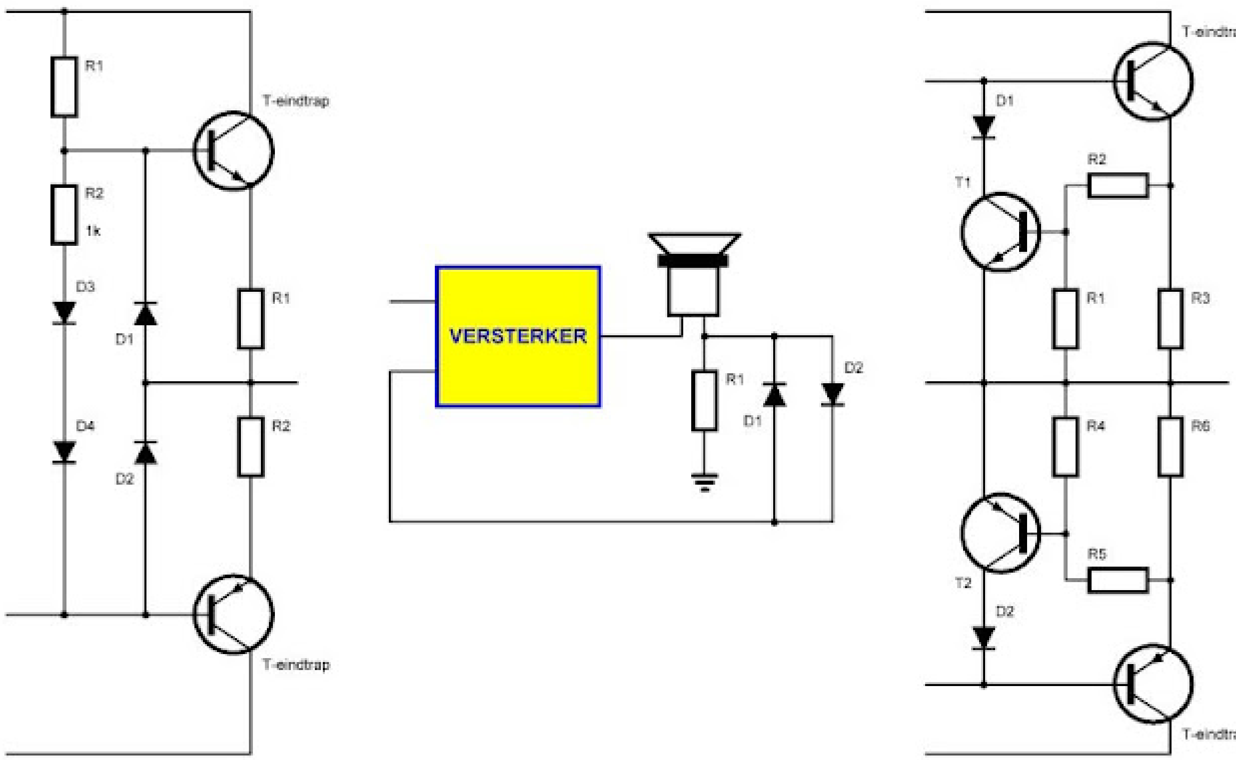
Lage uitgangsimpedantie, dus hoge kortsluitstroom
Door de tegenkoppelingen, die in iedere LF eindversterker zijn ingebouwd, wordt de uitgangsimpedantie van de schakeling zeer laag. Dit heeft tot gevolg dat zelfs de kortste kortsluiting van de luidsprekerklemmen meestal het sneuvelen van de eindtransistoren tot gevolg heeft. Er zijn dan ook talrijke beveiligingsschakelingen uitgewerkt, waarvan de drie eenvoudigste en meest gebruikte in deze paragraaf worden besproken.

Methode 1: dioden als begrenzers
In het linker schema van onderstaande figuur gaat men uit van het principe dat bij overbelasting van de versterker de stuurstroom van de eindtrap toeneemt. De signaalspanning over de biaselementen R2, D3 en D4 wordt dan groter dan normaal. De

dioden D1 en D2 begrenzen deze spanning evenwel op een veilige waarde. De uitsturing van de eindtransistoren wordt dus eveneens op een veilige waarde begrensd.

Methode 2: stroomsensorweerstand
In het middelste schema ziet u een kleine stroomsensorweerstand R1 in serie met de luidspreker. De dioden D1 en D2 zijn in een tegenkoppeling verweven. Als de versterker normaal wordt gestuurd blijft de spanning over de weerstand kleiner dan 0,7 V. De dioden sperren en hebben een zeer hoge impedantie. Treedt een kortsluiting of overbelasting op, dan stijgt de spanning over de weerstand, de dioden gaan geleiden. Hun impedantie wordt zeer laag. De versterker wordt nu zeer sterk tegengekoppeld, waardoor de versterkingsfactor zeer laag wordt. De uitsturing vermindert, waardoor de versterker opnieuw in het veilige gebied wordt ingesteld. Deze beveiliging kan evenwel niet bij alle versterkers worden toegepast. De capaciteit van de sperrende dioden kan aanleiding geven tot HF-oscillaties of -instabiliteiten. Het gebruik van capaciteitsarme dioden is dus noodzakelijk.

Methode 3: stroombegrenzende transistoren
De schakeling van het rechter schema is de beste. Hier is in iedere emitterleiding een stroomsensor opgenomen. Als de spanning over een van die weerstanden te groot wordt, zal een van de transistoren T1-T2 gaan geleiden, waardoor de sturing van de bijbehorende eindtransistor vermindert. De dioden D1 en D2 verhinderen dat de basis/collector-overgangen van de begrenzingstransistoren onder normale omstandigheden in doorlaat ingesteld worden, waardoor signaalvervormingen zouden ontstaan.



Drie methoden die u kunt gebruiken als kortsluitbeveiliging. (© 2017 Jos Verstraten)

Variaties maken het leven spannend

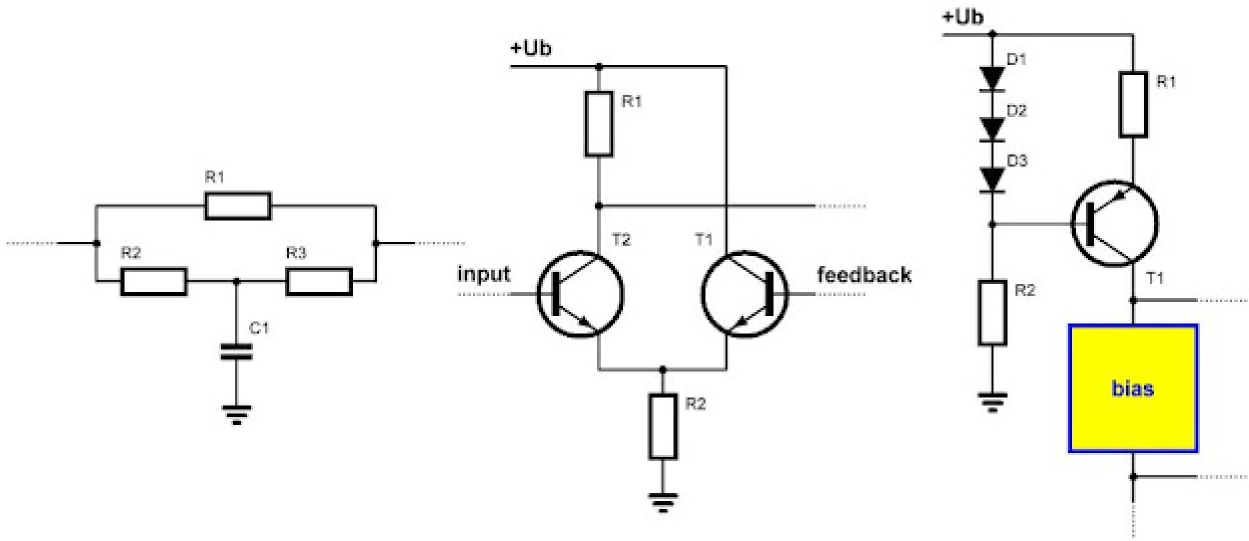
Oneindige variaties op één thema
In het voorgaande hebben wij gepoogd een handleiding samen te stellen, waarmee u het schema van iedere LF-eindversterker kunt ontleden. Uiteraard zal iedere versterkerontwerper/ster er een erezaak van maken zijn of haar geesteskind iets individueels mee te geven. Dat dit soms aanleiding geeft tot zeer ingewikkelde en bizarre schakelingen, zal duidelijk zijn. Of dit de kwaliteit en de reproduceerbaarheid van het ontwerp ten goede

komt is zeer de vraag. Enige variaties mogen in dit overzicht toch niet ontbreken.

Variatie 1: samengestelde terugkoppellus
Als de voorversterker gelijkspanningsgekoppeld is met de rest van de schakeling, wordt de terugkoppellus meestal volgens het linker schema in onderstaande figuur opgebouwd. De bovenste weerstand zorgt voor de signaalterugkoppeling, de onderste onderdelen verzorgen de DC-stabilisatie.

Variatie 2: verschilversterker
Soms wordt de ingangsversterker volgens het middelste schema als verschiltrap uitgevoerd. Aan de ene transistor komt het ingangssignaal, de andere verwerkt de terugkoppeling. Deze schakeling heeft een hoge ingangsimpedantie, die onafhankelijk is van de terugkoppeling.

Variatie 3: stroombron in plaats van bootstrap
Tenslotte wordt de bootstrapkring in sommige ontwerpen vervangen door een stroombron, zie rechter schema. De transistor T1 wordt door middel van drie dioden ingesteld. De emitterweerstand zorgt ervoor dat er door de transistor onder alle omstandigheden een constante stroom vloeit. De driver krijgt daardoor een zeer hoge collectorimpedantie, waardoor de versterking toeneemt.



Drie variaties die u vaak zult aantreffen in LF eindversterkers. (© 2017 Jos Verstraten)

Over het vermogen van LF eindversterkers

De ene watt is niet gelijk aan de andere watt
Helaas zijn er op dit moment tientallen definities in omloop van het maximale vermogen dat een eindversterker kan leveren. U merkt dat het schrilst aan de luidsprekers die worden aangeboden voor het aansluiten op de geluidsuitgang van uw PC. Op de verpakking staan kreten als '250 W boostpower' of iets dergelijks. Bij het uitpakken van de doos blijkt dan dat deze versterkers gevoed worden uit een kleine netstekkervoeding die 12 V bij maximaal 2 A kan leveren. Als wij het hebben over vermogen, dan bedoelen wij het vermogen zoals het door de wetten van de elektrotechniek gespecificeerd wordt: vermogen is gelijk aan spanning maal stroom. Om terug te komen op het voorbeeld: de voeding van die hoogvermogen versterkers kan dus maximaal 12 V maal 2 A is 24 W leveren!

Het echte effectieve vermogen
Daarom moet u bij de specificaties die fabrikanten publiceren altijd letten of het vermogen gespecificeerd wordt als 'effectief vermogen'. Dan is deze specificatie betrouwbaar, omdat zij het échte wiskundige vermogen aangeeft dat de versterker bij een bepaalde maximale

vervorming kan leveren.